

УДК 621.396

С.І. Болобан, викл.
М.В. Коваленко, д.т.н., проф.
О.Л. Сидорчук, н.с.

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

ВПЛИВ ВЗАЄМОДІЇ ЕЛЕМЕНТІВ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ НА ЕФЕКТИВНІСТЬ АЛГОРИТМІВ «НАДРЕЛЕЄВСЬКОГО» РОЗРІЗНЕННЯ

Наведено результати аналізу ефективності пеленгування джерел випромінювання алгоритмами «надрелеєвського» розрізнення (на прикладі алгоритму MUSIC) за умов наявності взаємного впливу між елементами антенної решітки.

Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими завданнями. Серед задач систем радіомоніторингу існує завдання визначення напрямку надходження сигналів. Для вирішення цього завдання перспективним є використання в спеціальних комплексах антенних решіток з можливістю цифрової обробки сигналів.

У багатосигнальній ситуації, якщо кількість джерел радіовипромінювання $K > 1$, для рішення завдань пеленгації в антенних решітках з цифровою обробкою сигналів можливе використання алгоритмів і методів нелінійного спектрального аналізу: авторегресійного, максимальної ентропії, максимальної правдоподібності, Проні, Писаренко, MUSIC, Кейпона тощо, які часто називають алгоритмами «надрелеєвського» розрізнення.

Одним з факторів, що впливають на якість роботи алгоритмів пеленгації, що володіють властивістю «надрелеєвського» розрізнення, в реальних умовах є наявність взаємодії приймальних елементів антенної решітки (АР). Методам практичного врахування і теоретичного аналізу взаємного впливу приймальних елементів антенних решіток присвячено ряд робіт, наприклад [1–4]. Аналіз взаємного впливу антенних елементів проводиться на основі рішення електродинамічних задач. Публікації досліджень, присвячених урахуванню впливу взаємодії антенних елементів на якість роботи алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення, на сьогоднішній момент невідомі.

Мета статті. Аналіз показників якості роботи алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення в АР з урахуванням взаємного впливу приймальних елементів при скінченій їх кількості.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити дві задачі:

1. Розрахувати амплітудно-фазові викривлення в смузі частот, що виникають за рахунок взаємного впливу елементів АР.
2. Дослідити показники якості роботи алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення з урахуванням результатів рішення першого завдання.

Розгляд основного матеріалу.

1. *Розрахунок амплітудно-фазових викривлень в смузі частот, що виникають за рахунок взаємного впливу елементів АР.*

Розглянемо плоску активну антенну решітку (рис. 1), елементами якої є відкриті кінці хвилеводів, розташовані на нескінченній ідеально провідній поверхні L ($y = 0$).

Поперечні розміри хвилеводних випромінювачів у загальному випадку можуть бути різними. Положення кожного випромінювача задається координатами однієї з вершин його апертури. Усі хвилеводи і простір над хвилеводами мають однакоє діелектричне заповнення. Електромагнітне поле в хвилеводах будемо представляти сумою ТМ і ТЕ типів хвиль.

Перше завдання полягає у визначенні полів в області над решіткою, що задовольняють рівнянням Максвелла, умовам випромінювання і граничним умовам на поверхні АР та на ребрах хвилеводів. Зокрема:

- тангенціальні компоненти електричних і магнітних полів безперервні на розкритій апертурі хвилеводів тобто $E_{\tau_{ВП}} = E_{\tau_{Хв}}$, $H_{\tau_{ВП}} = H_{\tau_{Хв}}$, при $y = 0$, де $E_{\tau_{ВП}}$, $H_{\tau_{ВП}}$ – тангенціальні складові, відповідно електричного і магнітного полів у *вільному просторі* над хвилеводами, $E_{\tau_{Хв}}$, $H_{\tau_{Хв}}$ – тангенціальні складові, відповідно, електричного і магнітного полів у *хвилеводах*;
- тангенціальна складова електричного поля на стінках хвилеводу дорівнює нулю;
- ребра хвилеводу не є первинними джерелами випромінювання.

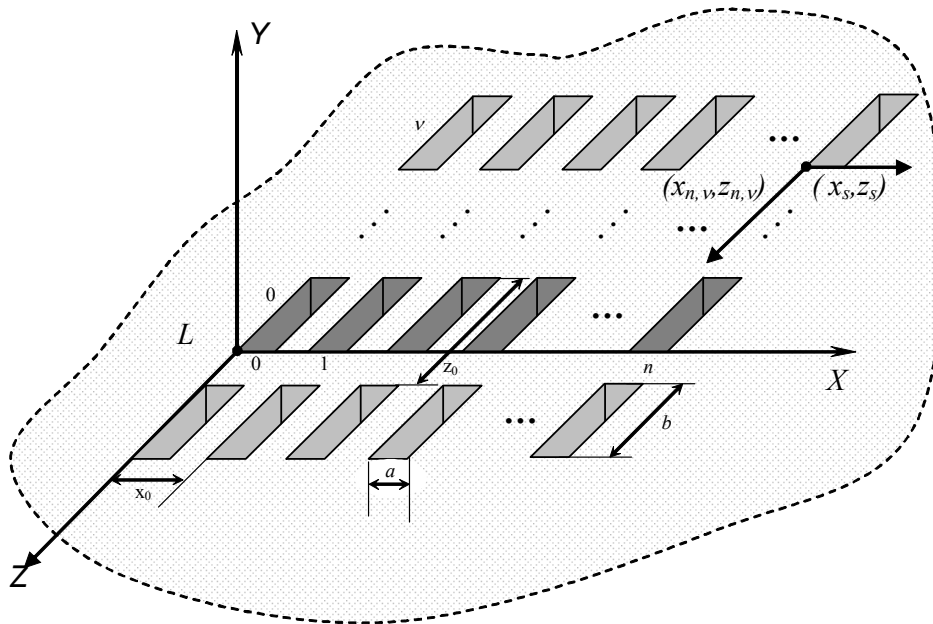


Рис. 1. Загальний вигляд АР

За цих умов відповідно до [2], компоненти тангенціальних складових поля в точці спостереження (індекс зі штрихом) вільного простору будуть визначатися інтегральними виразами:

$$\begin{cases} H_{x'} = \sum_{nv} \frac{1}{4\pi} \int_{S_{nv}} \left(H_y \frac{dG}{dx} - j E_z G \right) dx dz, \\ H_{z'} = \sum_{nv} \frac{1}{4\pi} \int_{S_{nv}} \left(H_y \frac{dG}{dz} + j E_x G \right) dx dz, \end{cases} \quad (1)$$

де S_{nv} – поверхня розкриття хвилеводу з номерами n і v ; G – функція Гріна–Неймана [2].

Розташовуючи точку спостереження на поверхні L ($y=0$) у розкритті одного з хвилеводів, з (1) одержуємо систему інтегральних рівнянь, до якої вже входять складові хвилеводних полів:

$$\begin{cases} H_{x'}^{X_0} = \sum_{nv} \frac{1}{4\pi} \int_{S_{nv}} \left(H_y^{X_0} \frac{dG}{dx} - j E_z^{X_0} G \right) dx dz, \\ H_{y'}^{X_0} = \sum_{nv} \frac{1}{4\pi} \int_{S_{nv}} \left(H_y^{X_0} \frac{dG}{dz} + j E_x^{X_0} G \right) dx dz. \end{cases} \quad (2)$$

Вважаємо поля в хвилеводах відомими і скористаємося для їх запису виразами з [5, 6]. Враховуючи рівність векторів Пойнтинга вільного простору і хвилеводу на апертурі хвилеводу, властивість ортогональності всіх типів хвиль, що поширюються в хвилеводі [7], проводимо нескладні, але досить громіздкі перетворення окремо для хвиль типу ТМ ($E_{m,\mu}$) і ТЕ ($H_{m,\mu}$), де m, μ – індекси типів хвиль у хвилеводі. В результаті перетворень з (2) одержимо систему лінійних алгебраїчних рівнянь, що представляється у вигляді:

$$\begin{aligned} j q_{m'\mu'} \delta_{m'm'}^{hh} (A_{p's'}^h - B_{p's'}^h) &= \frac{1}{4\pi} \sum_{ps} \left\{ (A_{ps}^e - B_{ps}^e) \frac{q_{m\mu}}{k_{S_{m\mu}}^2} \left(\frac{\mu'\pi}{b_{s'}} \frac{m\pi}{a_s} C_{pp'ss'}^I - \frac{m'\pi}{a_{s'}} \frac{\mu\pi}{b_s} C_{pp'ss'}^{II} \right) + \right. \\ &+ \left. (A_{ps}^h + B_{ps}^h) \frac{q_{m\mu}^2}{k_{S_{m\mu}}^2} \left[\frac{\mu'\pi}{b_{s'}} \left(\frac{\mu\pi}{b_s} C_{pp'ss'}^I + \frac{k_{S_{m\mu}}^2}{q_{m\mu}^2} C_{pp'ss'}^{ID} \right) + \frac{m'\pi}{a_{s'}} \left(\frac{m\pi}{a_s} C_{pp'ss'}^{II} + \frac{k_{S_{m\mu}}^2}{q_{m\mu}^2} C_{pp'ss'}^{IID} \right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\delta_{m'm'}^{he} (A_{ps'}^e + B_{ps'}^e) = \frac{1}{4\pi} \sum_{ps} \left\{ (A_{ps}^e - B_{ps}^e) \frac{q_{m\mu}}{k_{sm\mu}^2} \left(\frac{m'\pi}{a_{s'}} \frac{m\pi}{a_s} C_{pp'ss'}^I - \frac{\mu'\pi}{b_{s'}} \frac{\mu\pi}{b_s} C_{pp'ss'}^{II} \right) + \right. \\ \left. + (A_{ps}^h + B_{ps}^h) \frac{q_{m\mu}^2}{k_{sm\mu}^2} \left[\frac{m'\pi}{a_{s'}} \left(\frac{\mu\pi}{b_s} C_{pp'ss'}^I + \frac{k_{sm\mu}^2}{q_{m\mu}^2} C_{pp'ss'}^{ID} \right) - \frac{\mu'\pi}{b_{s'}} \left(\frac{m\pi}{a_s} C_{pp'ss'}^{II} + \frac{k_{sm\mu}^2}{q_{m\mu}^2} C_{pp'ss'}^{IID} \right) \right] \right\},$$

де a, b – розміри поперечного перетину хвилеводів, виражені в радіанах (наприклад, $a[rad] = \frac{2\pi}{\lambda} (a[M])$, де λ – довжина хвилі випромінювання в метрах); p – індекс типів хвиль у хвилеводі, що є узагальнюючим для m і μ ; s – номер хвилеводу, що є узагальнюючим для n і

v ; $k_{sm\mu} = \sqrt{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi \mu}{b}\right)^2}$ – хвильові числа типів хвиль; $q_{m\mu} = \sqrt{1 - k_{sm\mu}^2}$ – постійні розповсюдження

типів хвиль; A_{ps}^h, A_{ps}^e – комплексні амплітуди падаючих на розкритт хвилеводу з номером s хвилеводних полів типів TE і TM відповідно; B_{ps}^h, B_{ps}^e – комплексні амплітуди відбитих від розкритт хвилеводу хвиль типів TE і TM відповідно. Відмітимо ще раз, що штрихи в індексах відносяться до точок спостереження. Коефіцієнти δ визначаються такими виразами:

$$\delta_{m'm'}^{hh} = \begin{cases} \frac{ab}{2} & \text{– при } m' = 0 \text{ та } \mu' \geq 1 \text{ або } m' \geq 1 \text{ та } \mu' = 0, \\ \frac{ab}{4} & \text{– при } m' \geq 1 \text{ та } \mu' \geq 1, \\ 0 & \text{– у всіх інших випадках;} \end{cases} \quad (4)$$

$$\delta_{m'm'}^{he} = \begin{cases} \frac{ab}{4} & \text{– при } m' \geq 1 \text{ та } \mu' \geq 1, \\ 0 & \text{– у всіх інших випадках.} \end{cases}$$

У системі рівнянь (3) коефіцієнти зв'язку елементів AP C^I, C^{II} , що враховують регулярну дифракцію на розкритт хвилеводів, визначаються виразами:

$$C_{pp'ss'}^I = 2 \int_0^{a_s} \int_0^{b_s} \int_0^{a_{s'}} \int_0^{b_{s'}} \cos\left(\frac{m'\pi}{a_{s'}} x'\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a_s} x\right) \sin\left(\frac{\mu'\pi}{b_{s'}} z'\right) \sin\left(\frac{\mu\pi}{b_s} z\right) \times \\ \times \frac{e^{j\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_s')]^2 + [(z-z')+(z_s-z_s')]^2}}}{\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_s')]^2 + [(z-z')+(z_s-z_s')]^2}} dzdz'dxdx'; \quad (5)$$

$$C_{pp'ss'}^{II} = 2 \int_0^{a_s} \int_0^{b_s} \int_0^{a_{s'}} \int_0^{b_{s'}} \sin\left(\frac{m'\pi}{a_{s'}} x'\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a_s} x\right) \cos\left(\frac{\mu'\pi}{b_{s'}} z'\right) \cos\left(\frac{\mu\pi}{b_s} z\right) \times \\ \times \frac{e^{j\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_s')]^2 + [(z-z')+(z_s-z_s')]^2}}}{\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_s')]^2 + [(z-z')+(z_s-z_s')]^2}} dzdz'dxdx',$$

де x_s і z_s – координати центрів локальних систем координат, зв'язаних із хвилеводами (рис. 1), що мають номер s , виражені в радіанах.

Вирази для коефіцієнтів зв'язку C^{ID}, C^{IID} , що враховують нерегулярну дифракцію на ребрах хвилеводів мають вигляд:

$$\begin{aligned}
 C_{pp's's'}^{ID} &= 2 \int_0^{a_s} \int_0^{a_{s'}} \int_0^{b_{s'}} \cos\left(\frac{m'\pi}{a_{s'}} x'\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a_s} x\right) \sin\left(\frac{\mu'\pi}{b_{s'}} z'\right) \times \\
 &\times \left[\frac{e^{i\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(-z')+(z_s-z_{s'})]^2}}}{\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(-z')+(z_s-z_{s'})]^2}} - \right. \\
 &\left. - (-1)^{\mu} \frac{e^{i\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(b_s-z')+(z_s-z_{s'})]^2}}}{\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(b_s-z')+(z_s-z_{s'})]^2}} \right] dz' dx dx'; \\
 C_{pp's's'}^{IID} &= 2 \int_0^{a_s} \int_0^{a_{s'}} \int_0^{b_{s'}} \sin\left(\frac{m'\pi}{a_{s'}} x'\right) \cos\left(\frac{\mu'\pi}{b_{s'}} z'\right) \cos\left(\frac{\mu\pi}{b_s} z\right) \times \\
 &\times \left[\frac{e^{i\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(z-z')+(z_s-z_{s'})]^2}}}{\sqrt{[(x-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(z-z')+(z_s-z_{s'})]^2}} - \right. \\
 &\left. - (-1)^m \frac{e^{i\sqrt{[(a_s-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(z-z')+(z_s-z_{s'})]^2}}}{\sqrt{[(a_s-x')+(x_s-x_{s'})]^2 + [(z-z')+(z_s-z_{s'})]^2}} \right] dz' dz dx'.
 \end{aligned} \tag{6}$$

Вирази (3) є аналогами виразів в [2], але мають більш доступну форму. При написанні виразів (3)-(6) опущено залежність параметрів $a, b, \delta, q, k_s, C^I, C^{II}, C^{ID}, C^{IID}$ від частоти сигналу, що випромінюється.

Структура рівнянь (3) відображає сутність дифракційних явищ, що відбуваються на ідеально провідній поверхні з хвилеводами. Поле в хвилеводі складається з поля первинних джерел і поля, відбитого від розкриттів усіх хвилеводів АР. Рішення системи лінійних рівнянь (3) відносно B_{ps}^h, B_{ps}^e дозволяє знайти поле в розкриттях хвилеводів при заданому амплітудному розподілі падаючої хвилі.

Надалі перейдемо до часткового випадку лінійної Е-площинної еквідистантної антенної решітки, що складається з N однакових прямокутних хвилеводів. Відстань між сусідніми випромінювачами в радіанах – x_0 . Така решітка являє собою набір хвилеводів уздовж осі X (на рис. 1 виділені більш темним тоном).

Для розрахунку решітки з N випромінювачів потрібно вирішити систему лінійних алгебраїчних рівнянь $2N$ порядку. Це вимагає попереднього обчислення значення коефіцієнтів взаємного зв'язку між випромінювачами – (5), (6). Для прискорення розрахунків інтегралів (5), (6) було використано квадратурну формулу Гауса.

Робочою довжиною хвилі АР обрано $\lambda_p = 0.032$ м. Для розрахунків на робочій частоті, розміри хвилеводів виберемо таким чином, щоб падаючою хвилею була тільки хвиля основного типу $H_{m\mu} = H_{01}$ ($a = 1.963, b = 4.516$ в радіанах). Відстань між елементами АР – $\lambda_p/2$.

На рис. 2, 3 представлені графіки, що отримані з розрахунків для амплітуди відбитої хвилі основного типу $B_{01}^h(n), n = 0, \dots, N-1$, що визначають амплітудно-фазовий розподіл у розкритті АР. Розрахунки проводилися для лінійної решітки з 11 елементів ($N = 11$), з урахуванням різної кількості вищих типів хвиль ТЕ і ТМ, що виникають при дифракції на розкритті та ребрах хвилеводу. Графіки отримані для випадку збудження решітки хвилею з рівномірним одиничним амплітудним розподілом і кутом нахилу фронту падаючої хвилі до нормалі – 30° (рис. 2) і 60° (рис. 3) убік хвилеводів з малими номерами елементів.

Як видно з графіків, врахування впливу 7 вищих типів хвиль дає достатню для практичних розрахунків точність оцінку амплітуди відбитих хвиль при незначних часових витратах на обчислення.

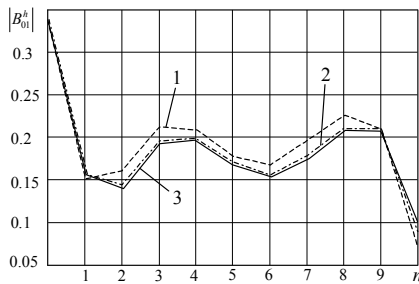


Рис. 2. Модуль відбитої хвилі основного типу ($\alpha = 30^\circ$):

1 – вплив вищих типів хвиль не враховується; 2 – враховуються вплив 7 вищих типів хвиль; 3 – враховуються вплив 23 вищих типів хвиль

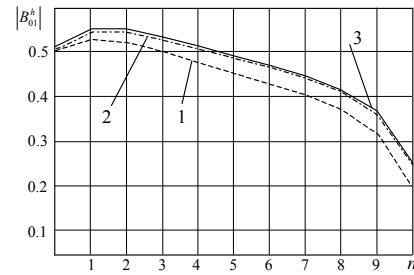


Рис. 3. Модуль відбитої хвилі основного типу ($\alpha = 60^\circ$):

1 – вплив вищих типів хвиль не враховується; 2 – враховуються вплив 7 вищих типів хвиль; 3 – враховуються вплив 23 вищих типів хвиль

Залежність величини відбитих хвиль $B_{01}^h(n)$ від довжини хвилі розраховувалась для АР з фізичними розмірами аналогічними прийнятим в попередньому випадку. Розрахунки проводились при врахуванні впливу 23 вищих типів хвиль. Результати розрахунків для всіх елементів АР ($n = 0, \dots, 10$) представлено на рис. 4. Графіки отримані для випадку збудження решітки хвилею з рівномірним одиничним амплітудним розподілом і кутом нахилу фронту падаючої хвилі до нормалі 0° .

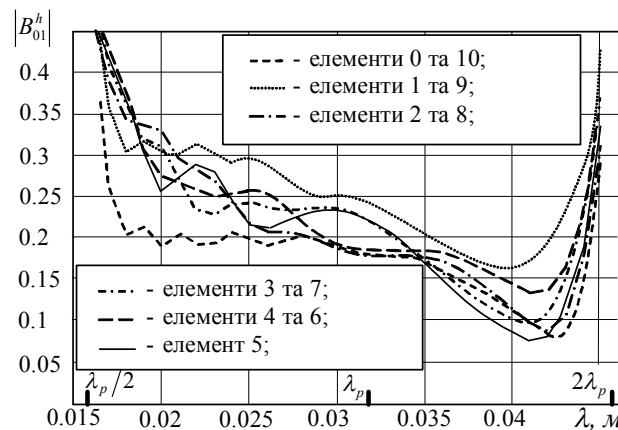


Рис. 4. Модуль амплітуди відбитої хвилі основного типу

З графіків можна побачити, що з ростом довжини хвилі випромінювання амплітуда відбитих хвиль має тенденцію до зниження. При довжинах хвиль $\lambda_p/2$ та $2\lambda_p$ відбувається стрімкий ріст амплітуди відбитих від розкриття хвилеводів хвиль, що призводить до значного зниження енергії, випроміненої АР.

На рис. 5 представлено нормовані діаграми спрямованості в логарифмічному масштабі одинадцятиелементної лінійної АР у випадках збудження решітки хвилею з рівномірним одиничним амплітудним розподілом і кутом нахилу фронту падаючої хвилі до нормалі 0° (рис. 5, а) та 50° (рис. 5, б). Взаємний вплив елементів АР, як видно з графіків, призводить в цілому до підвищення рівня бокових пелюстків діаграм спрямованості.

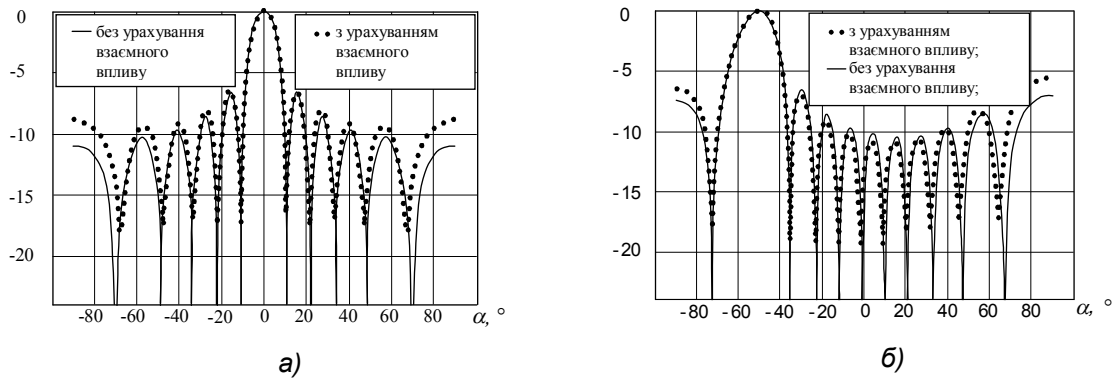


Рис. 5. Діаграми спрямованості АР

2. Дослідження показників якості роботи алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення з урахуванням взаємного впливу елементів АР.

Рівність діаграм спрямованості АР на передачу та прийом дозволяє використати результати, отримані в першій частині статті при аналізі активних АР, для аналізу впливу взаємодії антенних елементів на якість роботи алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення в пасивних радіотехнічних системах з антенними решітками.

При наявності випромінювань K джерел на вході АР, модель сигналів, що спостерігаються, з урахуванням внутрішніх адитивних шумів системи, при визначених умовах [8] записується у вигляді:

$$\vec{U}_N(t) = \left(\sum_{k=1}^K \vec{V}_N^k(\alpha) c_k(t) \right) + \vec{\zeta}_N(t), \tag{7}$$

де $\vec{U}_N(t)$ – векторний сигнальний процес на вході АР; $\vec{V}_N^k(\alpha)$ – пеленгаційний вектор k -го сигналу, що описує фазовий розподіл плоскої хвилі з деякого напрямку α ; $c_k(t)$ – реалізація сигналу від k -го джерела в часі; $\vec{\zeta}_N(t)$ – векторний шумовий процес, що описує адитивні каналні внутрішні шуми.

Взаємний вплив антенних елементів призводить до викривлення амплітудно-фазового розподілу на розкритті апертури. Ці викривлення можливо описати для кожного сигналу за допомогою коефіцієнтів B^h, B^e одержуваних з системи лінійних рівнянь (3). З урахуванням взаємного впливу антенних елементів АР модель процесу, що спостерігається, на вході АР може бути записана таким чином:

$$\vec{U}_N^{ez.az.}(t) = \left(\sum_{k=1}^K (\vec{V}_N^k - \vec{B}_N^k) c_k(t) \right) + \vec{\zeta}_N(t), \tag{8}$$

де \vec{B}_N^k – вектор, що описує викривлення фронту хвилі від k -го джерела випромінювання за рахунок взаємного впливу елементів АР. Елементи векторів \vec{B}_N^k розраховуються із системи лінійних рівнянь (3) за умови одиничної амплітуди падаючих хвиль.

Модель (8) дозволяє провести дослідження показників ефективності алгоритмів пеленгації в лінійних АР, що володіють властивістю «надрелеєвського» розрізнення.

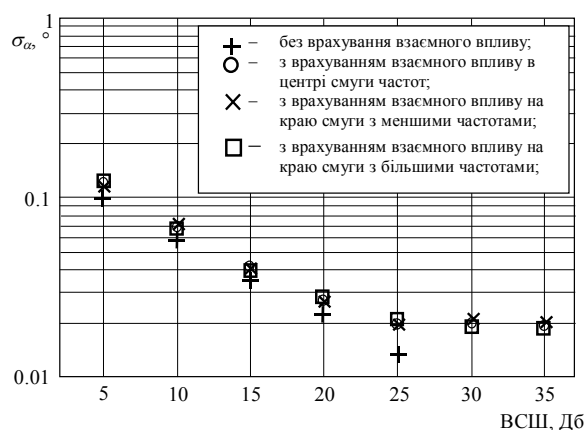
Дослідження проводилися статистичним моделюванням на ПЕОМ за допомогою математичного програмного пакета MATHCAD. Розглядалася лінійна решітка з 11 елементів ($N=11$), з параметрами a, b, x_0 аналогічно зазначеним у першому розділі статті, розрахованими для робочої довжини хвилі, що знаходиться в середині частотної смуги аналізу. Розрахунки проводилися з врахуванням 7-ми вищих типів хвиль.

Шум моделювався в кожному каналі як нормальний випадковий процес з нульовим середнім. Для розрахунків використовувалося вираження для відношення сигнал-шум (ВСШ) такого вигляду:

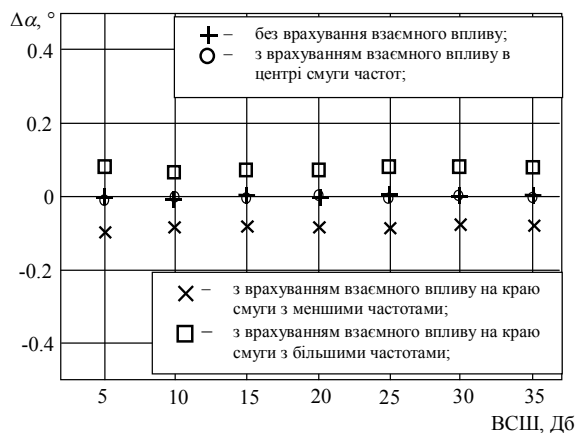
$$BCШ = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \times \frac{N \Delta F}{2 F_d} \right),$$

де P_c – потужність сигналу на вході АР, $P_{ш}$ – потужність внутрішньоканального шуму; ΔF – смуга частот, в якій ведеться аналіз сигналів; F_d – частота дискретизації аналого-цифрових перетворювачів цифрової системи обробки.

Аналіз сигналів передбачався в смузі частот $\Delta F = 500$ Мгц. Дослідження проводилися для трьох ситуацій, коли сигнали зосереджені за частотою в центрі смуги аналізу і на обох краях смуги. На рис. 6 представлено графіки середньоквадратичного відхилення (СКВ) пеленга σ_α і зсуву оцінок пеленга $\Delta\alpha$ при наявності на вході одного сигналу з врахуванням та без врахування взаємного впливу елементів АР для трьох зазначених ситуацій. На рис. 7 представлені графіки для двохсигнальної ситуації в умовах «надрелеєвського» розрізнення поблизу перпендикулярного напрямку до розкриття АР. Несучі частоти сигналів зосереджені в центрі смуги частот. Оцінка параметра проводилася проєкційним алгоритмом MUSIC. На рис. 8 представлено графіки зсуву оцінок пеленга при зосередженні прийнятих сигналів на краях смуги частот аналізу. Графіки СКВ оцінки пеленга для цих випадках аналогічні графікам на рис. 7, а.



а)



б)

Рис. 6. Показники ефективності алгоритму MUSIC в односигнальній ситуації: а – графік залежності σ_α від ВСШ при пеленгу сигналу $\alpha = 5^\circ$;

б – графік залежності $\Delta\alpha$ від ВСШ при $\alpha = 5^\circ$

Для дослідження ефективності алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення в умовах взаємного впливу елементів розглядалась ситуація наявності двох рівнопотужних сигналів в основному пелюстку діаграми спрямованості, що надходять з напрямів відмінних від перпендикулярного. Напрями надходження сигналів розташовувались в відхиленням $\pm 5^\circ$ від центрального напрямку. Центральні напрямки обиралися такими: $\alpha_{cp} = 35^\circ, 45^\circ, 55^\circ, 65^\circ$. Несучі частоти сигналів зосереджені в центрі смуги частот. На рис. 9 представлено графіки σ_α та $\Delta\alpha$ для одного з двох сигналів з меншим значенням пеленга. Характер поведінки σ_α для другого сигналу аналогічний. Залежність $\Delta\alpha$ для другого сигналу від кутового положення напрямку

приходу має відмінний, але теж складний характер. При розрахунках σ_α і $\Delta\alpha$ у всіх випадках усереднення проводилося за 500 незалежними іспитами.

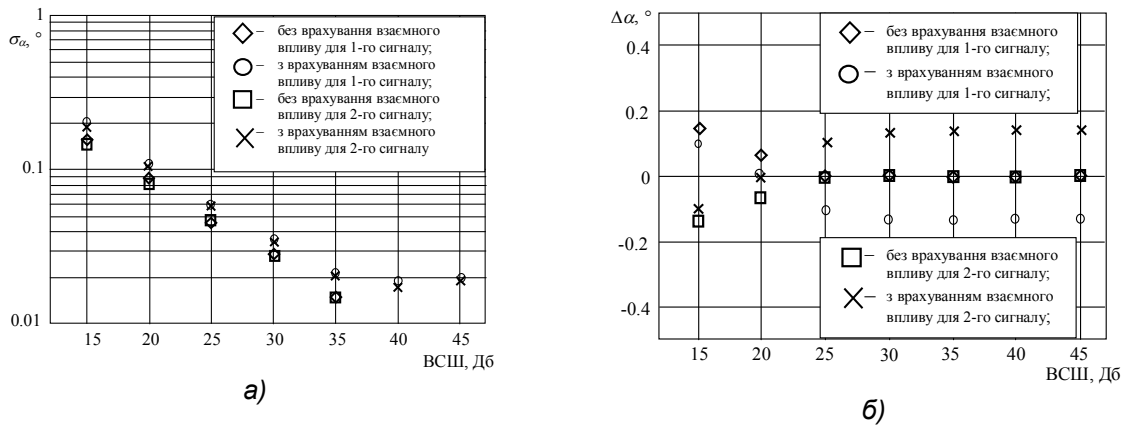


Рис. 7. Показники ефективності алгоритму MUSIC у випадку наявності двох рівнопотужних сигналів:

а – графік залежності σ_α від ВСШ при пеленгу 1-го сигналу $\alpha_1 = -5^\circ$ і пеленга 2-го сигналу $\alpha_2 = 5^\circ$; б – графік залежності $\Delta\alpha$ від ВСШ при $\alpha_1 = -5^\circ$, $\alpha_2 = 5^\circ$

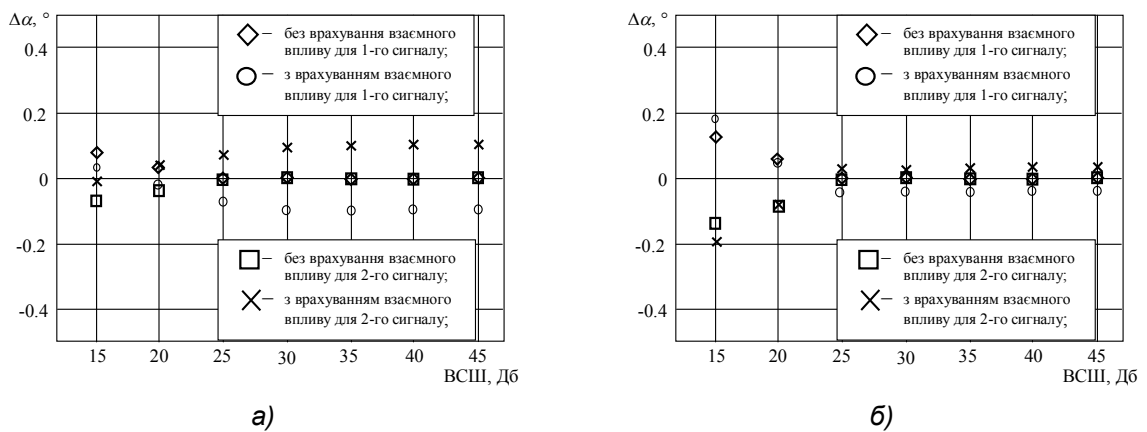


Рис. 8. Показники ефективності алгоритму MUSIC у випадку наявності двох рівнопотужних сигналів: а – графік залежності $\Delta\alpha$ від ВСШ при $\alpha_1 = -5^\circ$, $\alpha_2 = 5^\circ$ і розміщенні сигналів у нижньої частотної границі смуги; б – графік залежності $\Delta\alpha$ від ВСШ при $\alpha_1 = -5^\circ$, $\alpha_2 = 5^\circ$ і розміщенні сигналів у верхньої частотної границі смуги

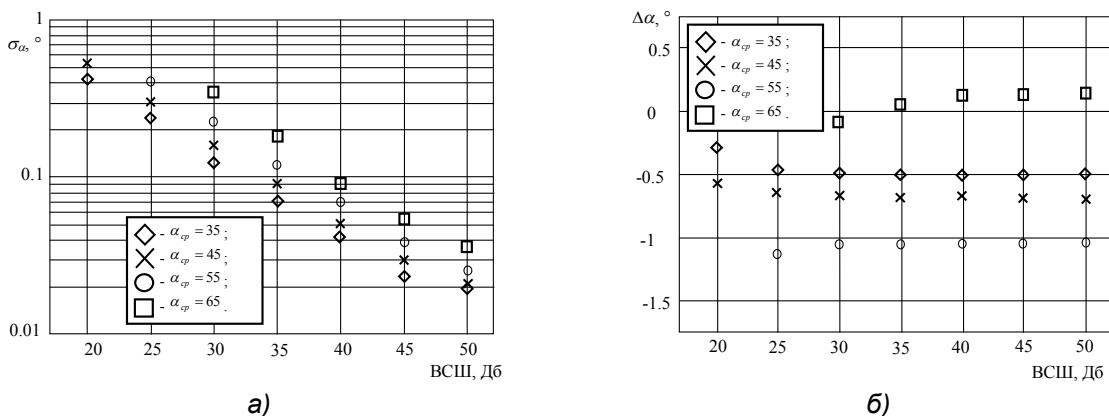


Рис. 9. Показники ефективності алгоритму MUSIC у випадку наявності двох рівнопотужних сигналів при врахуванні взаємного впливу: а – графік залежності σ_α від ВСШ та б – графік залежності $\Delta\alpha$ від ВСШ для сигналу з меншим значенням пеленга

На рис. 10–15 представлено пеленгаційні характеристики (ПХ), отримані алгоритмом MUSIC при врахуванні взаємного впливу антенних елементів (штрихова крива) і без нього (суцільна крива) для двосигнальної ситуації. На рисунках мінімуми функцій відповідають кутовому положенню напрямку на сигнал. По вісі ординат позначено умовні одиниці значення ПХ. Графіки отримані при ВСШ – 50 Дб. На рис. 10–15: $\Delta\alpha$ – кутова відстань між напрямками приходу сигналів; α_{cp} – серединний напрям, що знаходиться на рівній відстані від напрямків модельованих сигналів; α_1^b – оцінка пеленга першого сигналу (з меншим значенням кута надходження) з урахуванням взаємного впливу; α_2^b – оцінка пеленга другого сигналу (з більшим значенням кута надходження) з урахуванням взаємного впливу; α_1, α_2 – аналогічні оцінки без врахування взаємного впливу елементів АР.

Дослідження показують:

- при врахуванні взаємного впливу для α_{cp} близького до напрямів, паралельних лінії АР, алгоритми «надрелєєвського» розрізнення не дозволяють одержати оцінки пеленгів обох сигналів;
- зі зменшенням кутової відстані між сигналами граничний кут $\alpha_{cp}(\alpha_{cp, cp})$, при якому сигнали ще розрізняються, зменшується. Крім цього, одержувані оцінки пеленгів мають значний зсув.

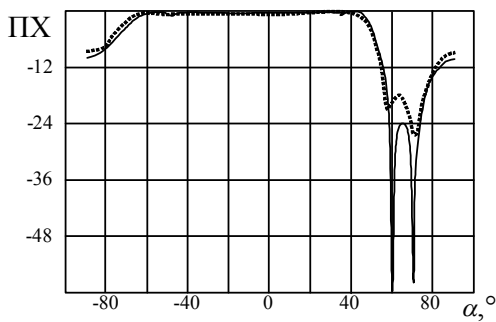


Рис. 10. $\Delta\alpha = 10^\circ$; $\alpha_{cp} = 65^\circ$; $\alpha_1^b = 58,28$, $\alpha_2^b = 70,76$; $\alpha_1 = 60,00$, $\alpha_2 = 70,2$

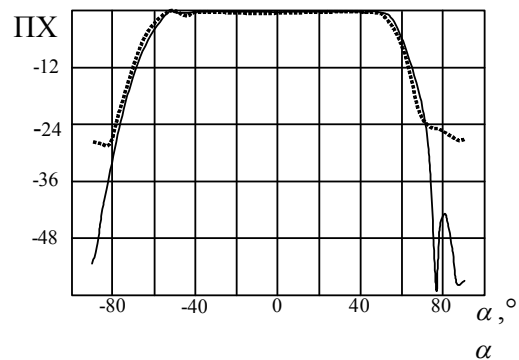


Рис. 11. $\Delta\alpha = 10^\circ$, $\alpha_{cp} = 82^\circ$; α_2^b – оцінка не сформована; $\alpha_2^b = -83,52$; $\alpha_1 = 77,08$, $\alpha_2 = 88,24$

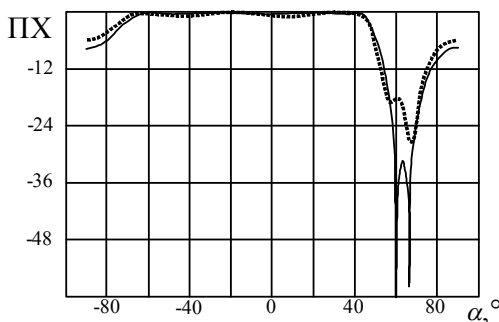


Рис. 12. $\Delta\alpha = 6^\circ$, $\alpha_{cp} = 63^\circ$; $\alpha_1^b = 57,16$, $\alpha_2^b = 67,08$; $\alpha_1 = 60$, $\alpha_2 = 66.16$

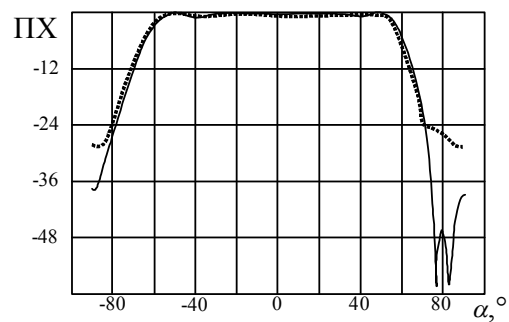


Рис. 13. $\Delta\alpha = 6^\circ$, $\alpha_{cp} = 79^\circ$; α_1^b – оцінка не сформована, $\alpha_2^b = -88,72$; $\alpha_1 = 76,12$, $\alpha_2 = 82,36$

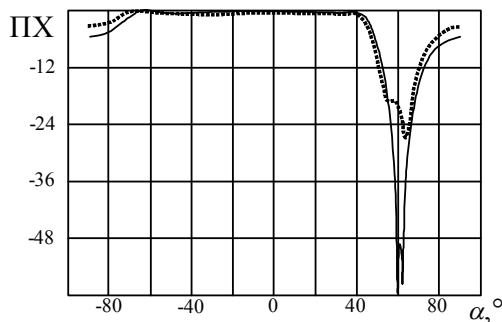


Рис. 14 $\Delta\alpha = 2^\circ$, $\alpha_{cp} = 61^\circ$ $\alpha_1^b = 55,72$, $\alpha_2^b = 63,96$; $\alpha_1 = 60,4$, $\alpha_2 = 62,08$

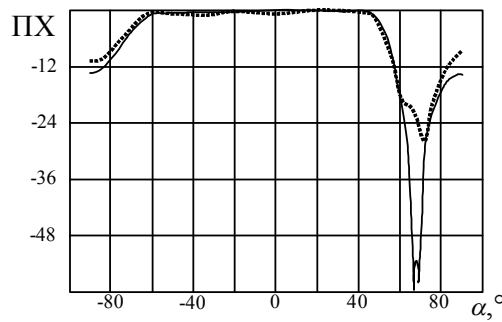


Рис. 15. $\Delta\alpha = 2^\circ$, $\alpha_{cp} = 68^\circ$; α_1^b – оцінка не сформована, $\alpha_2^b = 72,2$; $\alpha_1 = 67,16$, $\alpha_2 = 69,12$

У табл. 1 представлені значення $\alpha_{cp,sp}$ для різних кутових відстаней між напрямками надходження сигналів, що отримані в результаті досліджень. При зменшенні відношення сигнал–шум $\alpha_{cp,sp}$ незначно, але зміщується убік зменшення.

Таблиця 1

Результати розрахунків граничного кута напрямку приходу сигналів, при якому відбувається розрізнення двох сигналів, за умови взаємного впливу елементів АР

$\Delta\alpha, ^\circ$	$\alpha_{cp,sp}, ^\circ$
10	80
8	76
6	71
4	65
2	62
1	60

Висновки. Проведене дослідження показало працездатність алгоритмів «надрелеєвського» розрізнення в умовах взаємного впливу елементів АР.

Аналіз отриманих залежностей показує, що при урахуванні взаємного впливу:

- відбувається зменшення точності оцінки пеленга, одержуваної алгоритмами «надрелеєвського» розрізнення; помилки зростають на 20–25 %, порівняно з випадком, якщо розрахунки ведуться без урахування взаємного впливу;
- зсув оцінки пеленга має складний характер: в односигнальній ситуації він лінійно залежить від розміщення сигналу в смузі частот аналізу; у багатосигнальній ситуації (на прикладі двох сигнальних ситуацій) характер поведінки зсуву оцінки сильно змінюється залежно від положення сигналу на частотній осі, від відношення сигнал-шум, особливо при малих значеннях ВСШ, а також від кута надходження сигналів;
- відхилення напрямку приходу сигналів від перпендикулярного в багатосигнальній ситуації призводить до збільшення СКВ оцінки пеленга; при цьому розрізнення сигналів відбувається тільки при пеленгах сигналів, за модулем менших 60–80°, залежно від кутової відстані між сигналами; при пеленгах сигналів, за модулем більших 80°, правильного розрізнення сигналів в означених умовах взагалі не відбувається.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Амтей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток: Пер. с англ. / Под ред. А.Ф. Чаплина. – М.: Мир, 1974. – 456 с.
2. Коваленко Н.В. Уравнения антенных решеток // Антенные решетки. – Ростов-на-Дону: Изд-во Ростовского университета, 1971.
3. Привалов Е.М. Взаимодействие волноводных излучателей в решетке расположенной на грани бесконечного клина // Радиотехника. – 1991. – № 3. – С. 72–73.
4. Васильев Е.В., Фрейдлин Е.М. Исследование характеристик рассеяния волноводно-щелевой антенны на частотах, отличающихся от рабочей // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 6. – С. 655–663.

5. Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Советское радио, 1969. – 376 с.
6. Ковалев И.С. Прикладная электродинамика. – Минск: Наука и техника, 1978. – 344 с.
7. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
8. Коваленко М.В., Болобан С.І. 3-D проєкційні алгоритми оцінки азимута, кута місця і несучої частоти потоку сигналів в об'ємних антенних решітках // Вісник ЖДТУ. – 2004. – № 3 (30).

БОЛОБАН Сергій Іванович – викладач Житомирського військового інституту радіоелектроніки.

Наукові інтереси:

– просторово-часова обробка сигналів.

КОВАЛЕНКО Микола Вікторович – доктор технічних наук, завідувач кафедри радіотехніки Житомирського інженерно-технологічного університету.

Наукові інтереси:

– радіотехнічні системи.

СИДОРЧУК Ольга Леонідівна – науковий співробітник науково-дослідного управління Житомирського військового інституту радіоелектроніки.

Наукові інтереси:

– системи радіомоніторингу.

Подано 30.05.2007